

Р.В. Петросян, асист.

Житомирський інженерно-технологічний інститут

### ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖІ НА БАЗІ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ

(Представлено д.т.н., проф. Самотокіним Б.Б.)

Пропонується цифровий метод вимірювання частоти з використанням нерекурсивних цифрових фільтрів, що дозволяє організувати вимірювання частоти електричної мережі за відліками, що вимірюються.

Потреба в електричній енергії є однією з найважливіших потреб сучасного суспільства. Однак для того, щоб відповідати наявним потребам, електроенергія повинна бути якісною. Якість електроенергії (ЯЕ) в усьому світі та у нас в країні оцінюється відповідно до встановлених норм, зокрема у країнах СНД це – ГОСТ 13109-97. Для перевірки відповідності значень ЯЕ нормам необхідні точні засоби вимірювання. Відсутність точних засобів вимірювання ускладнює створення і використання установок, що регулюють ЯЕ, та інших заходів, спрямованих на поліпшення показників ЯЕ (ПЯЕ).

Одним із ПЯЕ, необхідним для вимірювання, є відхилення частоти мережі, що визначається відповідно до [1] за виразом :

$$\Delta f = f - f_n, \quad (1)$$

де  $\Delta f$  – відхилення частоти мережі,  $f$  – частота мережі, що вимірюється,  $f_n$  – номінальне значення частоти. Як бачимо з (1), для визначення відхилення частоти необхідно вимірювати частоту мережі.

Для виміру низьких частот використовують метод [2], що базується на заповненні періоду сигналу імпульсами з частотою, що в декілька разів перевищує частоту вимірюваного сигналу. При цьому методична помилка не перевищує періоду опорної частоти. Легко показати, що частота опорного сигналу, виходячи з необхідної похибки частоти вимірюваного сигналу, буде визначатися за виразом:

$$f_0 = \frac{1}{\delta f T^2}, \quad (2)$$

де  $f_0$  – частота опорного сигналу,  $\delta f$  – методична похибка частоти вимірюваного сигналу,  $T$  – період вимірюваного сигналу.

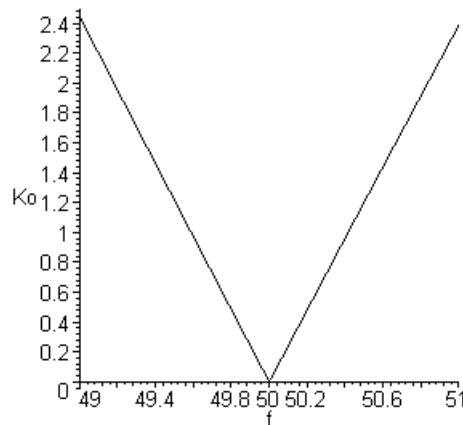


Рис. 1

Основні недоліки даного методу з погляду застосування безпосередньо до нашої задачі: для підвищення розв'язуючої здатності необхідне значне підвищення частоти (за необхідності виміряти частоту мережі з точністю  $\delta f = 0,1$  Гц відповідно до (2) частота опорного сигналу повинна бути не менша, ніж 25 кГц), при цьому реальне відхилення від основної частоти не перевищує  $\pm 1$  Гц, а це означає, що теоретично можливе використання більш низьких частот опорного сигналу, крім того, у даного методу низька завадозахищеність, а це вимагає наявності фільтра для виділення основної гармоніки. Також до недоліків можна віднести те, що при реалізації даного методу за допомогою мікроконтролера чи ЕОМ, можуть виникнути труднощі; так, для виміру інтервалу необхідний таймер, а їх кількість обмежено 1–2, що призведе або до ускладнення програмної частини, або до доповнення схеми зовнішнім таймером з наступним ускладненням апаратної частини і підвищенням собівартості пристрою.

При реалізації вимірювального пристрою ПЯЕ необхідно в ньому реалізувати також автопідстроювання частоти (АПЧ) дискретизації, тому що більшість вимірюваних параметрів мережі є

частотнозалежними. Отже на рис. 1, представлено залежність коефіцієнта несиметрії за зворотною складовою у випадку симетрії трифазної напруги, але без обліку АПЧ.

З рис. 1 видно, що коефіцієнт несиметрії  $K_0$  дорівнює істинному значенню, тобто дорівнює нулю, тільки при частоті мережі 50 Гц, в інших випадках величина помилки порівнянна з вимірюваною величиною, що неприпустимо. Подібний результат будемо мати і для коефіцієнтів гармонійних складових [3].

Реалізація на апаратному рівні автопідстроювання частоти не завжди раціональна, крім того, сучасна мікропроцесорна техніка дозволяє реалізувати алгоритм програмно. Але основний недолік автопідстроювання частоти на апаратному рівні це – складність наступної обробки архівних даних, тому що в цьому випадку період дискретизації є величиною не постійною. Тому для подальшої обробки інформації необхідно знати період дискретизації, а для цього необхідно зберігати не тільки дані результатів вимірювання, а і самі значення частоти дискретизації, що вимагає збільшення обсягу оперативної пам'яті (у два рази, якщо вимірюються один параметр і розрядність обох параметрів однакова), а також ускладнюється апаратна частина вимірювального пристрою.

Програмний метод автопідстроювання частоти дозволяє робити її не в момент виміру, а під час обробки даних і обчислення вимірюваного параметра. У цьому випадку частота дискретизації залишається фіксованою величиною і всі складності, пов'язані з подальшою обробкою архівної інформації, виключаються. Крім того спрощується апаратна реалізація (виключається вузол автопідстроювання частоти і вузол передачі поточної частоти дискретизації), а також зменшується обсяг оперативної пам'яті, що дозволяє зменшити також собівартість вимірювального пристрою.

Основний недолік при реалізації автопідстроювання частоти програмно – ускладнення процесу вимірювання поточної величини. Це збільшує витрати на розробку програмної частини вимірювального пристрою, але ці витрати відбудуться лише раз – на етапі розробки.

Усе вищевикладене призводить до ідеї об'єднання реалізації вимірювання частоти й АПЧ. Але це вимагає реалізації методу вимірювання частоти, вільного від вище перерахованих недоліків; крім того, даний метод повинен задовольняти вимогу, викладену в [3], тобто частоту необхідно визначати за знятими відліками і відповідно до [3] робити автопідстроювання частоти.

Для реалізації методу вимірювання частоти було вирішено використовувати цифрові фільтри.

Покажемо, яким чином можна визначити частоту синусоїдального сигналу. Синусоїдальний сигнал описується виразом:

$$y(t) = y_A \sin \omega t . \tag{3}$$

Похідна даного сигналу буде мати вигляд:

$$\dot{y}(t) = y_A \omega \cos \omega t . \tag{4}$$

Як видно з (3) і (4), другий вираз промасштабовано пропорційно значенню частоти, крім того, між сигналами  $y(t)$  і  $\dot{y}(t)$  здійснено зсув на  $90^\circ$ . Таким чином, якщо усунути зсув між сигналами, то відношення (4) до (3) дасть значення циклічної частоти, тобто:

$$\frac{\dot{y}(\omega t - \pi / 2)}{y(\omega t)} = \frac{y_A \omega \cos(\omega t - \pi / 2)}{y_A \sin \omega t} = \omega , \tag{5}$$

або

$$\frac{\dot{y}(\omega t)}{y(\pi / 2 + \omega t)} = \frac{y_A \omega \cos \omega t}{y_A \sin(\pi / 2 + \omega t)} = \omega . \tag{6}$$

Виникає питання, які фільтри найбільш раціонально використовувати? Розглянемо вирази (5) і (6). Для обчислення частоти сигналу відповідно до (5) необхідно виконати такі операції: вхідний сигнал змістити на  $-\pi/2$ , а потім зробити диференціювання. Відліки сигналу з виходу диференціатора необхідно ділити на відліки вхідного сигналу. Результат і буде істиною циклічною частотою. Для зменшення обчислювальних витрат розрахунок частоти можна робити не для всіх відліків сигналу, крім того для даного методу необхідно уникати розрахунків у відліках, близьких до нуля. Структурна схема в даному випадку буде мати вигляд (рис. 2).

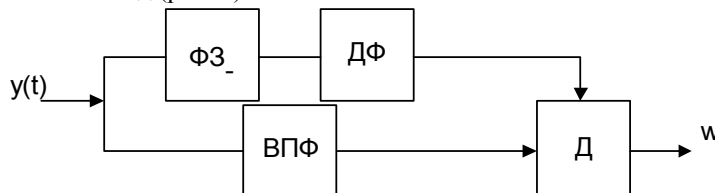


Рис. 2

На рис. 2: ФЗ<sub>-</sub> – фазозсувач на  $-\pi/2$ , ДФ – диференціатор, Д – дільник, ВПФ – все пропускаючий фільтр.

Для обчислення частоти сигналу відповідно до (6) необхідно виконати такі операції: вхідний сигнал змістити на  $\pi/2$ , і також зробити диференціювання вхідного сигналу. Відліки сигналу з виходу

диференціатора необхідно ділити на зсунуті відліки вхідного сигналу. Результат також буде істиною циклічною частотою. Структурна схема в даному випадку буде мати вигляд (рис. 3).

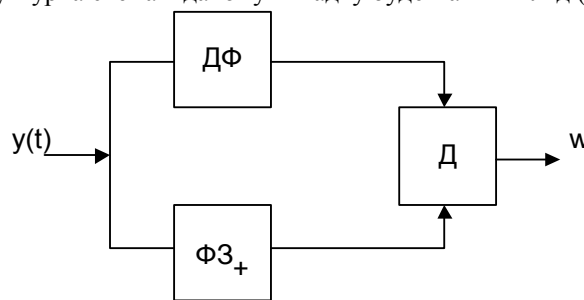


Рис. 3

На рис. 3: ФЗ<sub>+</sub> – фазозсувач на  $+\pi/2$ , ДФ – диференціатор, Д – дільник.

В даному випадку слід уникати розрахунків у відліках, близьких до максимуму або мінімуму сигналу. Оскільки всі операції виконуються з використанням цифрового фільтра, то необхідно, щоб фазочастотні характеристики фільтрів, що виконують операції в чисельнику і знаменнику, були абсолютно однакові. Це можливо, якщо використовувати цифрові нерекурсивні фільтри з лінійною фазою [4], причому порядок обох фільтрів також повинен бути однаковим, бо лише в цьому випадку можливий достовірний результат. При цьому для виразу (5) необхідно використовувати фільтри типу 1 чи 2, а для виразу (6) – фільтри типу 3 чи 4.

Даний метод частоти найбільш зручно використовувати в системах виміру на основі ЕОМ.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Требования к качеству электрической энергии в электрических сетях общего назначения.
2. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике / А.А. Горлач, М.Я. Минц, В.Н. Чинков. – К.: Техніка, С. 147–149.
3. Петросян Р.В. Программный метод реализации автоподстройки частоты: – Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції, присвяченої 40-річчю польоту людини в космос “Сучасні технології в аерокосмічному комплексі”. – 2001. – С.198–199.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

ПЕТРОСЯН Руслан Валерійович – асистент кафедри “Автоматика і управління в технічних системах” Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

- мікропроцесорна техніка та системне програмування;
- цифрова обробка сигналів;
- вимірювальна техніка;
- теорія автоматичного управління;
- розробка електронних пристроїв.

E-mail: [e\\_rvs@ukr.net](mailto:e_rvs@ukr.net)

Подано 5.07.2002

**Петросян Р.В.** Вимірювач частоти електричної мережі на базі цифрових фільтрів

**Петросян Р.В.** Измеритель частоты электрической сети на базе цифровых фильтров.

**Petrosyan R.V.** Frequency measuring instrument of an electrical network on the basis of digital filters.

УДК 621.3.083.8

**Измеритель частоты электрической сети на базе цифровых фильтров / Р.В. Петросян**

Предлагается цифровой метод измерения частоты с использованием нерекурсивных цифровых фильтров, позволяющий организовать измерение частоты электрической сети по измеряемым отсчетам.

УДК 621.3.083.8

**Frequency measuring instrument of an electrical network on the basis of digital filters / R.V. Petrosyan**

The digital method of measurement of frequency with use nonrecursive of digital filters allowing to organize measurement of frequency an electrical network on measuring readout is offered.

